



Optimisation d'une structure de conversion DC-DC réversible pour application aéronautique

Maximin Blanc, Yves Lembeye, Jean-Paul Ferrieux, Corentin Rizet, Arnaud Mahe, Stephane Guguen, Taoufik Bensalah

► To cite this version:

Maximin Blanc, Yves Lembeye, Jean-Paul Ferrieux, Corentin Rizet, Arnaud Mahe, et al.. Optimisation d'une structure de conversion DC-DC réversible pour application aéronautique. Symposium de Genie Electrique, Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361595

HAL Id: hal-01361595

<https://hal.science/hal-01361595>

Submitted on 7 Sep 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Optimisation d'une structure de conversion DC-DC réversible pour application aéronautique

Maximin BLANC^{1,3}, Yves LEMBEYE¹, Jean-Paul FERRIEUX¹, Corentin RIZET²,

Arnaud MAHE³, Stephane GUGUEN³, Taoufik BENSALAH³

¹Univ. Grenoble Alpes, G2Elab, F-38000 Grenoble – CNRS, G2Elab, F-38000 Grenoble, France,

²SIREPE, F-73460 Montailleur, ³THALES AES, F-78401 Chatou

RESUME - Le véhicule aérien a connu de nombreuses révolutions durant les dernières décennies afin d'être plus économe en énergie et plus respectueux de l'environnement. [1] Dans cet objectif, l'électricité est apparue comme le vecteur énergétique le plus adapté associé aux sources conventionnelles d'énergie. C'est dans ce contexte que nos recherches se sont portées sur ce mode de transport qui va voir des bouleversements structurels importants et de plus en plus d'équipements électriques installés à bord. Cet article s'intéresse à une brique de conversion DC/DC nécessaire au transfert d'énergie entre les bus HVDC et LVDC présent sur les avions actuels, pour cela nous étudierons la structure, le contrôle et les résultats expérimentaux de la topologie Dual Active Bridge. Une maquette basse puissance a permis la validation des lois de commande tandis qu'un prototype 3,75kW à forte densité d'intégration sera présenté avec pour objectif une puissance massique de 2kW/kg. L'originalité de ses travaux réside dans la volonté de concevoir un produit industrialisable dans le domaine de l'aéronautique en favorisant plusieurs ruptures technologiques jusqu'alors réhibitoire chez les avionneurs.

Mots-clés— *Electronique de Puissance, Avion plus électrique, Dual Active Bridge, DC/DC bidirectionnel, intégration, aéronautique, modulation, ZVS.*

1. NOMENCLATURE

D_1	Rapport cyclique pont complet côté HVDC
D_2	Rapport cyclique pont complet côté LVDC
f	Fréquence de découpage
φ	Déphasage entre v_{AC1} et v_{AC2}
I_L	Courant RMS dans L
L	Inductance HF du DAB
n	Rapport de transformation
P	Puissance du convertisseur
T	Période de découpage
V_1	Tension bus HVDC
V_2	Tension bus LVDC
v_{AC1}	Tension AC générée par le pont complet côté HVDC
v_{AC2}	Tension AC générée par le pont complet côté LVDC
ZVS	Zero Voltage Switching

2. INTRODUCTION ET PRESENTATION DE LA STRUCTURE

Les principales contraintes liées à l'aéronautique et l'avion plus électrique sont la masse, l'encombrement, les normes, l'efficacité énergétique, ... En sus de ces contraintes de base, la réversibilité énergétique et l'isolation galvanique sont des

exigences supplémentaires du cahier des charges de certaines fonction. C'est dans ce cas que nous nous placerons ici et pour répondre à ce besoin, une étude préliminaire de topologies réalisée par SIREPE pour THALES a mis en lumière la structure Dual Active Bridge (DAB) comme étant celle qui permet la plus grande densité de puissance [2][3] tout en autorisant cette réversibilité. En effet, celle-ci limite fortement l'énergie stockée et est relativement simple d'un point de vue nombre de composants actifs et passifs. Elle est constituée de 2 ponts complets, adaptés à la forte puissance, une inductance HF et un transformateur, le tout complété par des filtres capacitifs. Cette topologie n'est pas nouvelle puisque des premiers travaux l'ont présentée en 1991 [4] toutefois celle-ci avait, depuis, quasi disparu des études en raison de ses difficultés de pilotage. Cependant un regain d'intérêt récent, motivé par l'utilisation propice de modulations originales [5][6][7][8], a montré qu'il était possible d'améliorer ses performances.

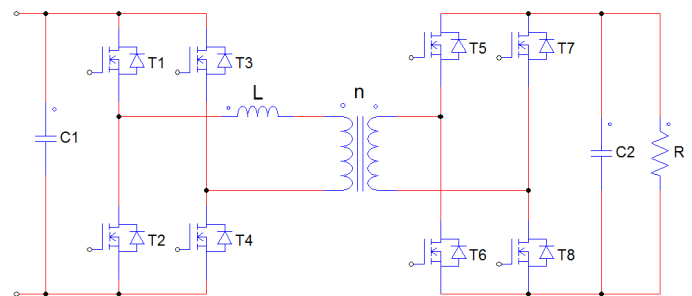


Fig.1 Structure Dual Active Bdrige

La figure 1 présente la structure DAB retenue pour cette thèse. L'application visée est la conversion DC/DC (HVDC 540V/LVDC 28V nominal) exhibant de fortes dynamiques de tension côté HVDC. En particulier, le convertisseur doit fonctionner à pleines performances dans un gabarit de tensions [500V ; 650V] pour le réseau HVDC et [26V ; 32V] pour le réseau LVDC. La puissance nominale visée est 3,75kW avec possibilité d'accepter une surcharge de 50% durant 10 secondes. Lors du fonctionnement, chaque pont complet ondule les tensions continues haute et basse tensions et impose une différence de potentiel aux bornes de l'inductance dont on peut modifier l'allure par action sur le déphasage φ entre les commandes des ponts et sur leurs rapports cycliques D_1 et D_2 . Ainsi le courant est modulé pour fournir la puissance de sortie

désirée. Finalement, la structure Dual Active Bridge peut être vue comme une source de courant contrôlée. Une représentation simplifiée est donnée figure 2 où les grandeurs v_{AC1} et v_{AC2} représentent les tensions ondulées au moyen du contrôle des rapports cycliques.

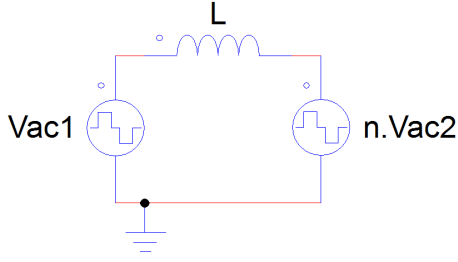


Fig.2 Représentation simplifiée du DAB

L'optimisation globale de cette topologie est l'objectif de cette thèse afin d'atteindre le meilleur compromis poids/volume/rendement. L'originalité de ces travaux est d'adapter au domaine de l'aéronautique, des structures innovantes de la littérature.

3. MODULATIONS DU DUAL ACTIVE BRIDGE

Plusieurs auteurs se sont intéressés aux différentes lois de commande de cette structure. La multiplicité des modulations permet une modularité adaptée au cahier des charges souhaité. Les paragraphes suivants présentent les commandes classiquement adoptées dans la littérature ainsi que la stratégie que nous adoptons pour améliorer le rendement global du convertisseur.

3.1. Modulations Triangle, Trapèze et Phase-Shift

Les paramètres $D1$, $D2$ et φ règlent la puissance avec certaines contraintes liées aux besoins des modulations. La modulation Phase-Shift est la plus simple à mettre en œuvre, avec des rapports cycliques maximum et seulement le déphasage comme paramètre de réglage. La modulation triangle permet, en contrôlant les rapports cycliques $D1$ et $D2$, de faire commuter le secondaire à courant nul à la manière d'un redresseur à diode. Enfin, la modulation trapèze permet d'étendre la modulation triangle à des puissances supérieures. La figure 3 montre les formes d'ondes des tensions v_{AC1} (rouge) $n.v_{AC2}$ (bleu) ainsi que le courant i_L (vert) pour chaque modulation.

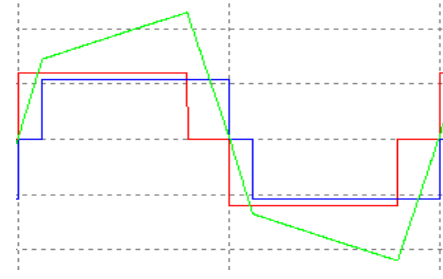
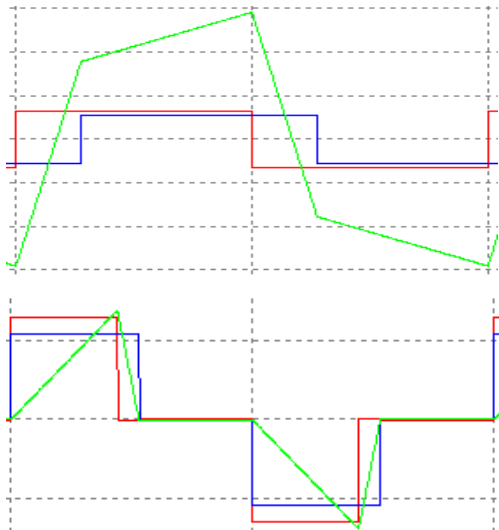


Fig.3 Modulation Phase-Shift ($D1=D2=0.5 / \varphi=47^\circ$), Triangle ($D1=0.31 / D2=0.38 / \varphi=11^\circ$), et Trapèze ($D1=0.40 / D2=0.44 / \varphi=28^\circ$)

Il est possible de laisser évoluer librement les trois paramètres $D1$, $D2$ et φ ce qui permet 12 configurations différentes dont ces exemples sont des cas particuliers. Parmi elles, 6 ont été retenues pour leurs avantages du point de vue énergétique mis en évidence par une étude au premier harmonique. Il s'agit des modulations à faible déphasage ($\varphi < \frac{\pi}{2}$) car pour une puissance active donnée elles permettent de limiter les courants efficaces $I1$ et $I2$ ce qui va dans le sens d'une réduction des pertes et des échanges de réactif comme le montre la figure 4.

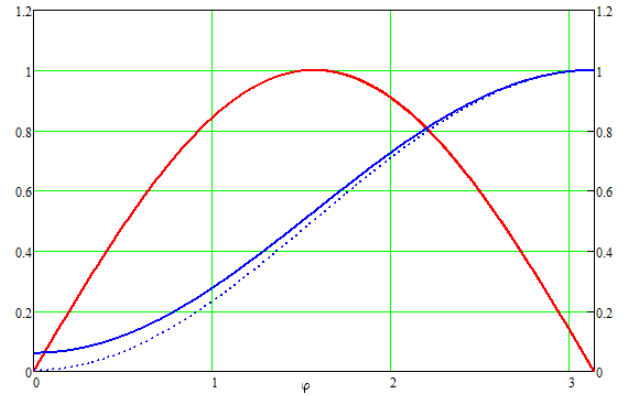


Fig.4 Fondamentale de la puissance active (rouge), de la puissance réactive (bleu) et du courant RMS au carré (pointillé) en fonction du déphasage. Grandeurs normalisées à leur valeur maximale.

Les expressions de ces grandeurs se déduisent des équations dans le domaine complexe

$$\begin{aligned}\bar{P} &= \text{Re}(\bar{V}_{1,\sim} \bar{I}_{L,\sim}^*) = \frac{|\bar{V}_{1,\sim}| |\bar{V}_{2,\sim}| \sin(\varphi)}{L\omega} \\ \bar{Q} &= \text{Im}(\bar{V}_{1,\sim} \bar{I}_{L,\sim}^*) = \frac{|\bar{V}_{1,\sim}|^2 - |\bar{V}_{2,\sim}| |\bar{V}_{1,\sim}| \cos(\varphi)}{L\omega} \\ |\bar{I}_{L,\sim}|^2 &= \frac{|\bar{V}_{1,\sim}|^2 + |\bar{V}_{2,\sim}|^2 - 2\cos(\varphi) |\bar{V}_{1,\sim}| |\bar{V}_{2,\sim}|}{(L\omega)^2}\end{aligned}$$

$$\text{Avec, } \bar{V}_{1,\sim} = \frac{4V_1}{\pi\sqrt{2}} \sin(\pi D_1) \quad \bar{V}_{2,\sim} = \frac{4V_2}{\pi\sqrt{2}} \sin(\pi D_2) e^{-j\varphi} \quad \bar{I}_{L,\sim} = \frac{V_{1,\sim} - V_{2,\sim}}{jL\omega}$$

On peut montrer que l'erreur faite en phase-shift entre le fondamental et le signal réel reste inférieure à 20%. Ajouter l'harmonique 3 baisse cette erreur en dessous des 10%. La puissance, considérant les k premières harmoniques s'exprime par

$$P_{1..k} = \sum_{n=1}^k \frac{1}{k^3} \frac{|\bar{V}_{1,\sim}| |\bar{V}_{2,\sim}| \sin(k\varphi)}{L\omega}$$

Considérant l'hypothèse d'un fondamental représentatif des tendances électriques du DAB, il semble pertinent de chercher, pour chaque point de fonctionnement, quelles sont les stratégies les plus intéressantes. L'électronique actuelle permet d'utiliser des calculateurs très performants et donc d'envisager une évolution temps réel des stratégies de commande. Le choix

que nous avons fait est d'étudier, pour tous les points de fonctionnement, l'évolution du courant efficace traversant les composants magnétiques dans le but de choisir la modulation qui minimisera ces courants. En effet, cela permet de réduire les pertes en conduction mais également en commutation car la forme d'onde en courant sera écourtée.

3.1.1. Minimisation du courant RMS

Une routine développée sur MathCAD® a permis de trouver la commande qui minimise les courants RMS en mettant en équation les 6 configurations retenues. Ce choix est motivé par la volonté de réduire les échanges de réactif et les pertes en conduction comme en commutation. La figure 5 donne les iso-courants RMS (traits fins) et les lieux de modulation (traits épais). Le minimum de cette nappe de courant est ainsi scruté en l'étudiant point par point par incrément de puissance. A la fin il devient possible de connaître la modulation optimale. Le tableau accompagnant la figure donne les valeurs de réglage ainsi que le gain important sur le courant en basse puissance.

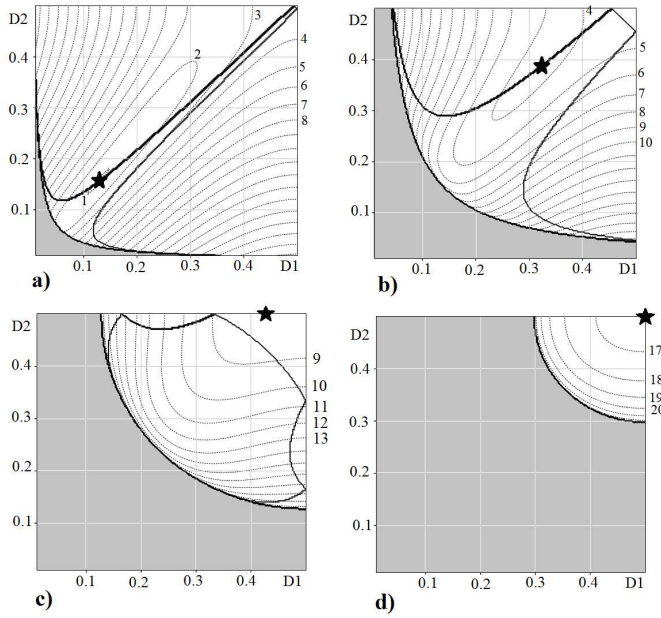


Fig.5 Iso-courant RMS et minimum de courant représenté par une étoile.
 $V_1 = 650V$ $V_2 = 28V$ $n = 19$ $L = 48,3\mu H$.

figure	a)	b)	c)	d)
Puissance (W)	250	1500	4000	7500
D_1	0,125	0,308	0,424	0,5
D_2	0,153	0,376	0,5	0,5
φ en rad	0,087	0,215	0,428	0,946
I_{RMS} et (I_{RMS-PS}) (A)	1 (3,5)	3,8 (4,4)	8,2 (8,3)	16,7 (16,7)

Pour le couple $(V_1, V_2) = (650V, 28V)$, la figure 6 montre l'évolution optimale des paramètres en fonction de la puissance. Les calculs Mathcad® ont proposé la concaténation de 3 modulations différentes selon le niveau de puissance. Il est important de remarquer la continuité des paramètres aux frontières, indispensable à la stabilité du système. La convention suivante adoptée est :

$$D_1 \in [0 ; 0,5]$$

$$D_2 \in [0 ; 0,5]$$

$$\varphi \in \left[-\frac{\pi}{2} ; \frac{\pi}{2}\right]$$

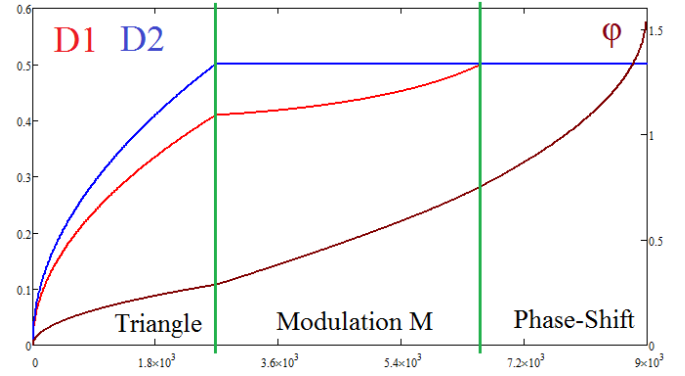


Fig.6 Paramètres de la stratégie proposée en fonction de la puissance

Pour toutes les équations qui seront présentées, le déphasage φ est la différence de phase entre les fondamentaux des tensions. Le sens de transfert de puissance dépendant du signe de φ .

Nous pouvons également remarquer la symétrie de la structure DAB. Les ponts complets primaire et secondaire ont des rôles analogues. La figure 6 est tracée pour le cas où $V_1 > n \cdot V_2$. Si $V_1 < n \cdot V_2$ nous observons une inversion des tendances pour D1 et D2. Finalement nous pouvons mettre en œuvre une commande optimale pour la totalité des points de fonctionnement.

3.1.2. Puissance faible, modulation Triangle

Plusieurs raisons peuvent expliquer pourquoi en basse puissance, la modulation triangle est celle qui minimise le courant RMS. D'abord, un circuit en pont complet ne transfère de la puissance que lorsqu'il est dans un état actif. Par ailleurs, nous cherchons à minimiser les courants de circulation, c'est pourquoi un objectif à atteindre est de toujours avoir une puissance instantanée positive ($v_{AC1}(t) \cdot i_L(t) > 0$ et $v_{AC2}(t) \cdot n \cdot i_L(t) > 0$)

Dans ces conditions, il est possible de déterminer une relation directe pour D1, D2 et φ en fonction des paramètres n, L et de la mesure de V1, V2 et P.

Cas 1 : $V_1 > n \cdot V_2$

$$\varphi = \pi \cdot \text{signe}(P) \sqrt{fL|P| \frac{V_1 - nV_2}{V_1(nV_2)^2}} \quad D_1 = \frac{nV_2}{V_1 - nV_2} \frac{|\varphi|}{\pi}$$

$$P_{\Delta 1, \max} = \frac{(V_1 - nV_2)(nV_2)^2}{4fLV_1} \quad D_2 = \frac{V_1}{V_1 - nV_2} \frac{|\varphi|}{\pi}$$

$$I_{RMS} = \frac{\sqrt{6}}{3Lf} \sqrt{D_1^3 nV_1V_2 - 2D_1^3 V_1^2 + 3D_1^2 D_2 V_1^2 - 3D_1 D_2^2 nV_1V_2 + D_2^3 n^2 V_2^2}$$

Cas 2 : $V_1 < n \cdot V_2$

$$\varphi = \pi \cdot \text{signe}(P) \sqrt{fL|P| \frac{nV_2 - V_1}{nV_2 V_1^2}} \quad D_1 = \frac{nV_2}{nV_2 - V_1} \frac{|\varphi|}{\pi}$$

$$P_{\Delta 2, \max} = \frac{(nV_2 - V_1)V_1^2}{4fLnV_2} \quad D_2 = \frac{V_1}{nV_2 - V_1} \frac{|\varphi|}{\pi}$$

$$I_{RMS} = \frac{\sqrt{6}}{3Lf} \sqrt{D_1^3 V_1^2 - 3D_1 D_2^2 nV_1V_2 + D_2^3 nV_1V_2 + D_2^3 n^2 V_2^2}$$

L'algorithme préconise de poursuivre cette loi jusqu'à atteindre la puissance maximale transmissible $P_{\Delta, \max}$, qui

correspond au point où l'un des deux rapports cycliques gagne sa valeur maximale.

3.1.3. Puissance intermédiaire, modulation M

La logique première laisse penser que la modulation trapèze (qui évite les courants de circulation) est une bonne continuité de la modulation triangle. Pourtant la routine d'optimisation suggère plutôt les modulations que l'on nommera M1 lorsque $V_1 > n \cdot V_2$ (respectivement M2 si $V_1 < n \cdot V_2$). Pour les deux configurations, le déphasage entre les ponts s'exprime avec la même équation ci-après.

$$\varphi = \pi \cdot \text{signe}(P) \cdot \left(\frac{1}{2} - \sqrt{D_1(1-D_1) + D_2(1-D_2)} - \frac{1}{4} - \frac{2f_{dec}L|P|}{nV_1V_2} \right)$$

Pour déterminer une formulation directe de D_1 et D_2 le système suivant doit être résolu. Ce calcul est loin d'être trivial et il est nécessaire de faire appel à un logiciel de calcul formel adapté.

$$\text{Si } V_1 \geq nV_2 \quad \frac{d(I_L|_{D_2=0.5})}{dD_1} = 0 \leftrightarrow \begin{cases} D_1 = D_{1opt} \\ D_2 = 0.5 \end{cases}$$

$$\text{Si } V_1 \leq nV_2 \quad \frac{d(I_L|_{D_1=0.5})}{dD_2} = 0 \leftrightarrow \begin{cases} D_1 = 0.5 \\ D_2 = D_{2opt} \end{cases}$$

Les formules détaillées pour le calcul de D_{1opt} et D_{2opt} sont disponibles dans la littérature [6][9]

$$I_{RMS} = \frac{1}{2Lf} \sqrt{D_1^2 V_1^2 \left(1 - \frac{4}{3} D_1\right) + D_2^2 (nV_2)^2 \left(1 - \frac{4}{3} D_2\right) + \frac{nV_1V_2}{3} \left(1 - \frac{2|\varphi|}{\pi}\right) \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} + \frac{\varphi^2}{\pi^2} - 3[D_1(1-D_1) + D_2(1-D_2)]\right)}$$

3.1.4. Puissance élevée, modulation Phase-Shift

Au-delà d'un certain niveau de puissance, la routine de calcul utilisée pour le calcul des paramètres en modulation intermédiaire renvoie des valeurs supérieures à 0.5, ce qui est impossible. Dans ce cas on fixe D_1 et D_2 au maximum (à savoir 0.5), il s'agit de la modulation en Phase-Shift bien connue.

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{\pi}{2} \cdot \text{signe}(P) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8fL|P|}{nV_1V_2}} \right) & D_1 &= 0.5 \\ P_{\max} &= \frac{nV_1V_2}{8Lf} & D_2 &= 0.5 \\ I_{RMS} &= \frac{\sqrt{3 \left(V_1^2 - 64nV_1V_2 \left(\frac{|\varphi|}{2\pi} \right)^3 + 48nV_1V_2 \left(\frac{\varphi}{2\pi} \right)^2 - 2nV_1V_2 + (nV_2)^2 \right)}}{12Lf} \end{aligned}$$

Le convertisseur, par sa construction, est une source de courant. Il peut fonctionner dans ce mode de commande jusqu'à sa puissance maximale P_{\max}

Des expérimentations sur prototype ont donné des résultats très encourageants sur chaque loi de commande. Le travail restant est l'implémentation de la stratégie complète en temps réel sur DSP. La complexité des formules nous obligent à envisager l'utilisation de table de données avec des interpolations afin de ne pas pénaliser la rapidité du contrôle par les temps de calculs.

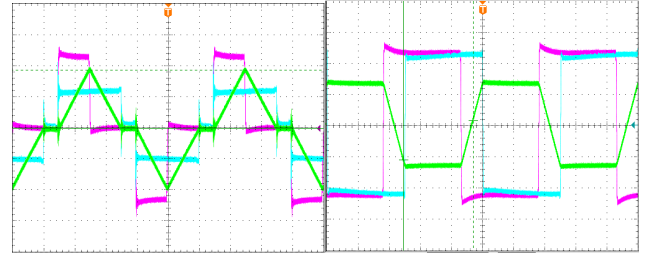


Fig.7 Résultats expérimentaux d'un DAB basse tension en modulation Triangle et Phase-Shift.

3.2. Commutation douce : Zero Voltage Switching (ZVS)

Avec cette stratégie de commande, le fonctionnement en ZVS des deux ponts est respecté pour toute la plage de puissance. En effet, si on exprime les courants commutés de manière analytique, on peut étudier leur évolution avec cette stratégie et montrer que pour chaque point de fonctionnement les interrupteurs s'amorcent en ZVS. Le but étant d'aider la commutation vers l'état passant du MOSFET en lui imposant une tension faible (conduction de sa diode intrinsèque durant le temps mort). Par sa nature capacitive, le MOSFET permet de réduire drastiquement ses pertes lorsque celui-ci commute en haute fréquence uniquement au blocage. En effet, il convient donc de s'intéresser à ce que l'on nomme l'énergie recyclée. Il s'agit d'une énergie stockée dans les capacités parasites qui peut être judicieusement (et de façon spontanée) utilisée pour délivrer une partie du courant de puissance durant la commutation. Finalement, on peut considérer ces capacités comme un Circuit d'Aide à La Commutation (CALC) inhérent à la structure MOSFET. En fournissant une partie du courant à l'inductance (décharge de la capacité lors de la commutation en tension) la source d'énergie est moins sollicitée et une partie de l'énergie de commutation est conservée.

La figure 8 montre le fonctionnement en ZVS décomposé en étapes.

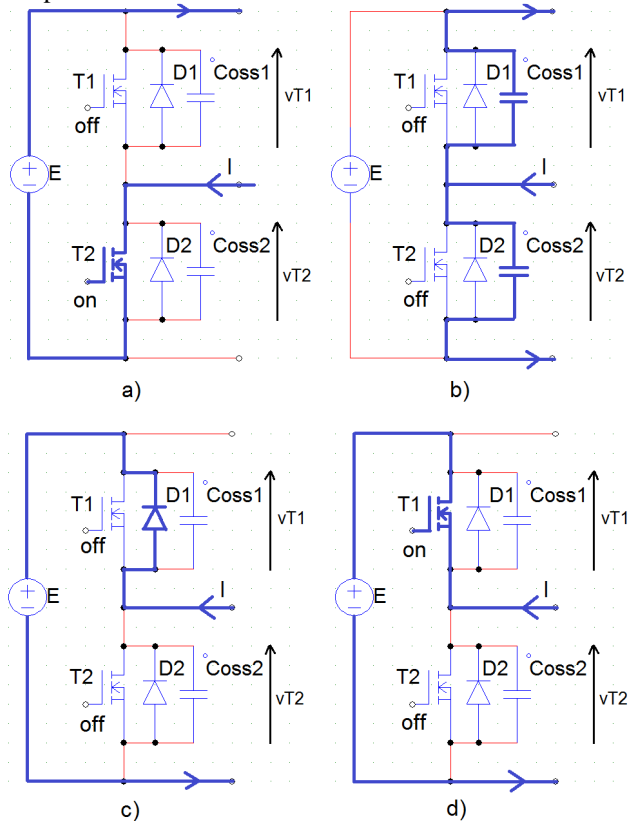


Fig.8 Fonctionnement ZVS d'un bras

	<div style="text-align: center;"> <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="width: 100%; border-bottom: 1px solid black; position: relative;"> → </div> </div> </div>					
	t0	t1	t2	t3	t4	temps
Conduction		Canal T2	Coss1 et Coss2	Diode D1	Canal T1	
Source d'énergie		Source de tension E	(dé)charge des Coss	Source de tension E	Source de tension E	
Schéma équivalent		a)	b)	c)	d)	

t0 : début du temps mort, décharge de la Cgs de T2, t1 : blocage de T2, les capacités Coss dérivent le courant principal en se chargeant/déchargeant, t2 : vT1=0 et vT2=E, la diode body peut conduire, t3 : charge de la Cgs de T1, t4 : amorçage de T1

4. SPÉCIFICATIONS D'UN PROTOTYPE

4.1. Semiconducteurs

Ils sont le siège de pertes par conduction et commutation. Une campagne de caractérisation par simulation a permis de valider le modèle numérique utilisé et de prédire les pertes pour chaque modulation de la stratégie proposée. Nous choisissons des MOSFET SiC 1200V côté HVDC. La maturité de cette technologie à base de Carbure de Silicium (SiC) est suffisante et en fait des transistors très robustes qui concurrencent largement aujourd'hui les IGBT dans cette gamme de tension. Pour le côté LVDC, nous savons que les courants vont être très élevés, avec des dynamiques très importantes, ce qui va exciter les inductances parasites. Dans ces conditions nous faisons le choix de MOSFET en Silicium (Si) de calibre 100V. Dans cette plage de tension, le silicium reste très bien adapté en technologie MOSFET.

Les pertes dans les composants actifs sont de deux ordres : conduction et commutation. La conduction est relativement simple à exprimer car il s'agit de l'énergie dissipée par la nature résistive du composant.

$$P_{conduction} = R_{on} I_{RMS}^2$$

Où R_{on} est la résistance à l'état passant du transistor et I_{RMS} le courant efficace le traversant.

Les pertes en commutation sont plus complexe à exprimer. Une étude des méthodes traditionnelles de caractérisation de la commutation n'a pas permis de trouver de formulation analytique acceptable. L'approche classique est de décomposer la commutation en plusieurs phases et d'utiliser les données constructeur comme paramètre d'entrée. [10] Cependant, la plupart du temps les résultats (valeurs ou courbes) des fabricants sont donnés pour un environnement qui n'est pas celui pour lequel le concepteur dimensionne son produit. C'est pour cette raison que nous avons choisi de faire des campagnes de simulation où nous contrôlons mieux l'environnement de la cellule de commutation. Nous nous sommes appuyés sur les modèles Spice[®] fournis par les constructeurs. Afin d'approcher au plus près la réalité, nous incluons, dès la phase de simulation, des éléments parasites pour déterminer les énergies de commutation. La compréhension de la notion d'énergie recyclée permet d'être encore plus fin sur les estimations des pertes. Le but de cette étude n'est pas de caractériser le composant ; c'est pourquoi nous nous intéressons seulement aux pertes lors du blocage. Nous avons validé un fonctionnement à amorçage sans pertes (ZVS).

Les MOSFETs SiC testés sont les puces 25mΩ de CREE en packaging TO-247 [11, p. 00]. La figure suivante montre les résultats des simulations de l'énergie de commutation au blocage.

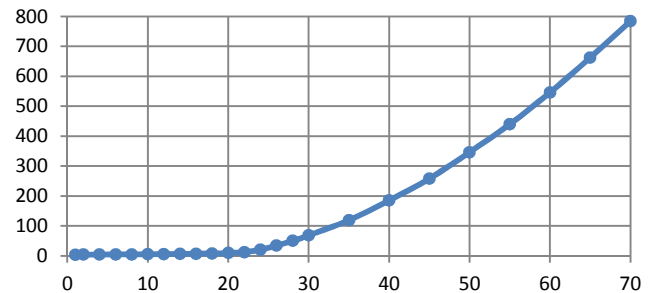


Fig.9 Simulation de l'énergie de commutation (μJ) du MOSFET SiC 1200V C2M0025120D

Nous distinguons 2 zones, d'abord celle pour des courants inférieurs à 20A. Le fonctionnement en ZVS permet au transistor de stocker et recycler de l'énergie lors de la commutation. Dans ce cas, le courant de puissance est fourni par cette énergie stockée et n'est pas dissipée dans le canal. Pour des plus forts courants, on observe une courbe parabolique typique des énergies de commutation.

Les simulations du convertisseur sous PSIM[®] ont montré que pour le point de fonctionnement dimensionnant, le courant commuté ne dépasse pas 20A. Cela signifie que l'on reste dans la zone où la totalité de l'énergie nécessaire à la charge est en réalité stockée dans les capacités parasites.

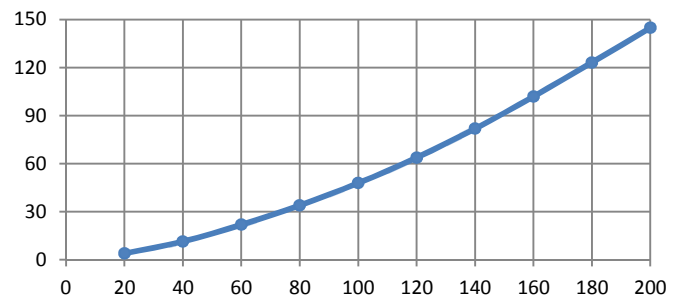


Fig.10 Simulation de l'énergie de commutation (μJ) du MOSFET Si 100V IPT015N10N5

Dans le pont complet basse tension, les commutations vont subir des courants très élevés. La figure 10 montre le résultat de la campagne de simulation pour la référence Infineon IPT015N10N5 [12] dans un packaging «TO leadless» qui doit fortement réduire l'inductance parasite. L'avantage de la simulation électrique est la rapidité d'action et de modification des paramètres le cas échéant. Cela a permis d'étudier plusieurs configurations (2, 3 et 4 puces en parallèle) ainsi que l'influence de la résistance de grille et de la capacité Coss. Un compromis nous a menés vers le choix de 4 puces IPT015N10N5 avec une résistance de grille 8Ω et l'ajout de condensateur snubber de 10nF, en considérant quelques nH d'inductance sur le drain et la source.

Connaissant l'énergie de commutation, les pertes se calculent comme suit

$$P_{commutation} = fE_{off}$$

Les pertes totales sont la somme $P_{conduction} + P_{commutation}$

4.2. Passifs et filtres

Le filtrage principal est capacitif et une méthode originale est proposée pour déterminer la valeur nécessaire sans connaître la forme d'onde en tension mais en se basant sur les expressions de la forme d'onde en courant traversant le condensateur.

A partir de la figure 2 nous pouvons définir, par morceaux, le courant circulant dans l'inductance HF

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_{AC1} - n \cdot v_{AC2}$$

Nous considérons le cas dimensionnant en modulation Phase-Shift, donc v_{AC1} et v_{AC2} sont de forme créneau pleine onde et de valeur $\pm V_i$

L'expression du courant i_L par morceaux ramené au secondaire est :

$$i_{L-red2} = \begin{cases} -n \frac{V_1 + nV_2}{L} t - \frac{\pi V_1 + 2nV_2\varphi - \pi nV_2}{4\pi Lf} & \text{si } 0 < t \leq \frac{\varphi}{2\pi f} \\ +n \frac{V_1 - nV_2}{L} \left(t - \frac{\varphi}{2\pi f}\right) + \frac{2V_1\varphi - \pi V_1 + \pi nV_2}{4\pi Lf} & \text{si } \frac{\varphi}{2\pi f} < t \leq \frac{1}{2f} \\ +n \frac{-V_1 - nV_2}{L} \left(t - \frac{1}{2f}\right) + \frac{\pi V_1 + 2nV_2\varphi - \pi nV_2}{4\pi Lf} & \text{si } \frac{1}{2f} < t \leq \frac{1}{2f} + \frac{\varphi}{2\pi f} \\ -n \frac{-V_1 + nV_2}{L} \left(t - \frac{1}{2f} - \frac{\varphi}{2\pi f}\right) - \frac{2V_1\varphi - \pi V_1 + \pi nV_2}{4\pi Lf} & \text{si } \frac{1}{2f} + \frac{\varphi}{2\pi f} < t \leq \frac{1}{f} \end{cases}$$

Par ailleurs, le courant continu peut s'exprimer par

$$I_2 = \frac{nV_1}{Lf} \frac{\varphi}{2\pi} \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right)$$

Finalement, le courant circulant dans les condensateurs se détermine avec : μ

$$i_c = i_{L-red2} - I_2$$

L'ondulation de tension se définit par la différence entre la valeur minimale et la valeur maximale de la tension. Le schéma se répète à $2f$ car le redressement des courants double la fréquence des formes d'onde. Comme la relation entre courant et tension dans un condensateur fait intervenir une dérivée, nous pouvons dire que les extremums de tension vont apparaître à chaque passage par zéro du courant. Finalement on peut simplifier en disant que l'ondulation de tension (à la valeur de capacité près) est l'intégrale du courant entre 2 passages consécutifs à zéro. Le problème vient des dynamiques BF des tensions. En effet ces passages consécutifs à zéro dépendent des valeurs des réseaux HVDC et LVDC. Ce phénomène est illustré figure 11 avec plusieurs valeurs de tension HVDC.

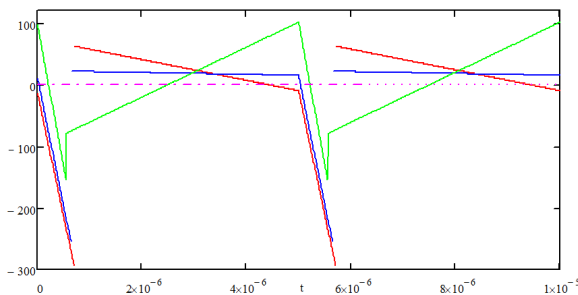


Fig.11 Courant dans les condensateurs pour $V_1=500V$ (rouge) $540V$ (bleu) $650V$ (vert)

Afin de passer outre cette difficulté de connaître les instants de passage par zéro du courant, l'astuce proposée est, non pas d'intégrer le courant i_c mais d'intégrer la valeur absolue de i_c . En effet, nous savons que la valeur moyenne du courant dans un condensateur est nulle. Autrement dit, si l'on note les trois passages par zéro du courant (t_0 , t_1 et t_2), on peut dire que

$$\int_{t_0}^{t_1} i_c dt = - \int_{t_1}^{t_2} i_c dt$$

En valeur absolue cela donne

$$\int_{t_0}^{t_1} |i_c| dt = \int_{t_1}^{t_2} |i_c| dt = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_2} |i_c| dt = \frac{1}{4} \int_{t_0}^{t_0+T} |i_c| dt$$

Or

$$\int_{t_0}^{t_1} i_c dt = C \cdot \Delta V$$

Finalement, la valeur de capacité peut s'exprimer directement à partir de l'ondulation désirée ($\Delta V_1 < 5V$ et $\Delta V_2 < 500mV$ pour nous) et la valeur absolue du courant i_c que l'on détermine à partir du courant dans le circuit HF.

$$C = \frac{1}{4 \cdot \Delta V} \int_0^T |i_c| dt$$

En étudiant les valeurs de capacité respectant l'ondulation dans le plan (V_1, V_2) , à puissance nominale, le cas dimensionnant est le point $(650V, 26V)$ avec $C = 432\mu F$

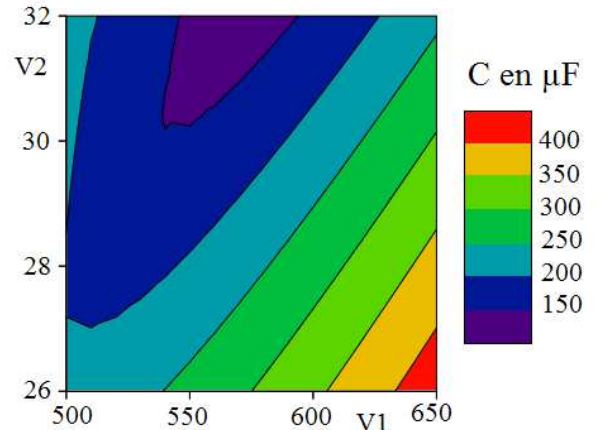


Fig.12 Iso-valeurs de capacité (en μF) pour une puissance nominale de 3750W

Une étude technologique a montré que les meilleurs candidats pour le filtrage basse tension étaient les composants céramiques pour leur faculté à absorber des courants très important. Ainsi des condensateurs de quelques dizaines de gramme peuvent assurer le passage de 50A efficace !

La détermination du filtre capacitif HVDC peut se déterminer de façon analogue. Cette fois le film polypropylène est le bon compromis pour assurer les performances en haute tension.

Une thèse en cours avec le L2EP dans le cadre de ce projet s'intéresse à la caractérisation de composants magnétiques planar dans le but d'atteindre une forte intégration. Le transformateur doit présenter un grand rapport de réduction (de l'ordre de 18) ce qui complexifie l'agencement des spires lorsque l'on souhaite réduire les éléments parasites[13]. Deux

solutions technologiques sont discutées : Des conducteurs méplats ou des PCB multicouches ou encore une mixité des technologies entre le primaire et secondaire. Le premier prototype devrait être constitué de PCB pour simplifier la mise en œuvre même si cette solution semble moins intéressante.

4.3. Refroidissement

Connaissant les pertes théoriques, le refroidissement des éléments dissipant des calories peut être déterminé. Pour atteindre une forte densité de puissance tout en proposant une solution commercialisable, nous allons utiliser de la convection forcée à air associée à des dissipateurs à ailettes.

4.3.1. Connexion sur PCB

Concernant les semiconducteurs, il faut dissocier la partie haute et basse tension car les transistors n'ont pas les mêmes packagings. Sur le pont HVDC, nous souhaitons utiliser des TO-247 couchés sur le PCB avec le drain à l'extérieur pour fixer le refroidisseur dessus. Le calcul de résistance thermique doit prendre en compte le packaging ainsi que l'interface isolante. Le driver sera positionné sur la face arrière du PCB ou en mezzanine.

Pour le pont LVDC, le refroidissement doit se faire à travers le PCB car les puces sont montées en surface. Le calcul de résistance thermique doit donc inclure des vias thermiques à travers le circuit. Le calcul de ces vias est réalisé à l'aide de données géométriques et des propriétés physiques des matériaux utilisés.

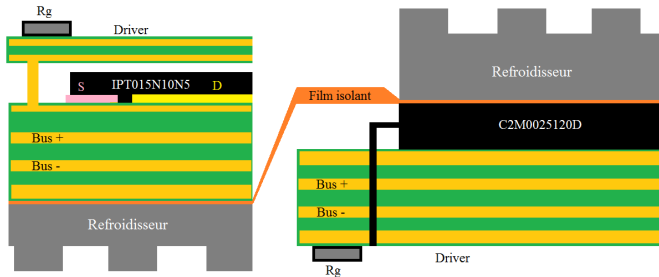


Fig.13 Routage des puces LVDC (gauche) et HVDC (droite)

Une étude des différentes technologies de PCB nous amène au choix de circuit 4 couches pour permettre un bon découplage des bus DC. La solution en SMI a été à l'étude pour la basse tension. Le gain sur la thermique est non négligeable mais pour l'instant les fabricants ne proposent que des SMI simple couche ce qui nous limite du point de vue électrique.

4.3.2. Calcul des vias thermiques et isolant

Les fabricants de circuits imprimés proposent des solutions très intégrées pour les besoins de haute intégration. Les vias métallisés peuvent assurer deux fonctions, la conduction électrique et le lien thermique. Cette deuxième propriété nous intéresse particulièrement pour les transistors basse tension, sièges d'une grande part des pertes.

Du point de vue électrique, l'épaisseur et l'agencement des vias en quinconce nous permet de négliger les effets HF et de considérer uniquement la résistance DC.

$$R_{DC} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_{via}}{S_{via}}$$

Par analogie thermoélectrique, la résistance thermique se définit par

$$R_{th-via} = \frac{l_{via}}{\sigma_{th-cu} \cdot S_{via}}$$

Le calcul de la résistance thermique surfacique d'un réseau de via nous permet ensuite de calculer l'écart de température entre une face et l'autre du PCB. L'hypothèse $S_{puce} \gg S_{via}$ doit cependant être respecté.

$$R_{th-surfacique} = R_{th-via} \cdot (\phi_p + \delta)^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)$$

ϕ_p est le diamètre de la pastille métallique, δ est l'écart entre deux pastilles

La résistance thermique surfacique des feuilles et graisses isolantes sont aisément calculées à partir des données constructeurs.

4.3.3. Dimensionnement du refroidisseur

Notre cahier des charges prévoit un fonctionnement en surcharge de 50% durant 10s. Au vu des constantes de temps thermique, nous considérons l'impact de cette surcharge uniquement sur le chemin thermique entre la puce et le refroidisseur.

La température de la jonction ne doit pas excéder les limites fixées par le fabricant (souvent 150°C). Notre seule latitude d'action est la résistance R_{th-ca} entre le boîtier et l'ambient qui s'exprime par

$$R_{th-ra} = \frac{T_j - T_a - R_{th-jr} \cdot P_{@5625W}}{P_{@3750W}}$$

$P_{@5625W}$ sont les pertes pour un fonctionnement à 1,5 P_{nom} , $P_{@3750W}$ sont les pertes pour un fonctionnement à P_{nom} .

R_{th-jr} englobe en réalité la somme de plusieurs résistances en série (R_{th-jc} , graisse, vias, isolant... selon l'application et enfin le refroidisseur). Tous ces éléments sont des pistes d'améliorations potentielles non détaillées ici. Lorsque toute la chaîne d'éléments est déterminée, c'est le refroidisseur qui doit être sélectionné de sorte à respecter la température critique. L'équation suivante illustre ce calcul pour le côté LVDC.

$$R_{th-ra} = \frac{T_j - T_a - (R_{th-jc} + R_{th-vias} + R_{th-isolant}) \cdot P_{@5625W}}{P_{@3750W}}$$

Le calcul analytique, sous l'hypothèse d'une diffusion thermique unidirectionnelle a permis de connaître les résistances surfacique des vias, de l'isolant Sil-Pad K-10, et de l'époxy (FR4). On remarque un gain de 36 entre les performances thermiques des vias et de l'époxy.

$$R_{th-surfacique-vias} = 1,47 \cdot 10^{-4} K \cdot m^2/W$$

$$R_{th-surfacique-isolant} = 1,17 \cdot 10^{-4} K \cdot m^2/W$$

$$R_{th-surfacique-FR4} = 5,33 \cdot 10^{-3} K \cdot m^2/W$$

5. RESULTATS DE LA MAQUETTE BASSE PUISSANCE

La maquette basse puissance est une version de DAB non isolé (sans transformateur) dont les tensions sont ajustables entre 12V et 24V, fonctionnant à 100kHz avec une inductance de 10μH. Un DSP est programmé pour générer les PWM des onduleurs. Un temps mort de 200ns est suffisant pour éviter les courts-circuits de bras. La figure 7 montre de très bons résultats et permet de valider les lois de commande. L'étude actuelle cherche à déterminer le modèle du convertisseur tout en observant l'influence des paramètres de réglage et les valeurs des composants sur le comportement du système global.

6. PROTOTYPE FORTE PUISSANCE

Les résultats encourageants de la maquette basse puissance nous portent vers un prototype de 3,75kW. L'objectif final d'un convertisseur très intégré nous amène à considérer dès à présent des technologies innovantes pour le transformateur qui font l'objet de travaux avec le L2EP. Concernant la bon fonctionnement des semi-conducteurs de puissance, un soin particulier est apporté au routage des drivers pour réduire la maille inductive de commutation. Pour se faire, l'aller et le retour du signal de commande doivent englober une surface minimum. Le choix d'un driver en mezzanine permet de faire suivre au plus proche ces connexions. La figure 15 montre le routage proposé pour un bras de pont LVDC. Chaque interrupteur est composé de 4 MOSFETs. Les connecteurs 2x4 au centre accueilleront les signaux de commande.

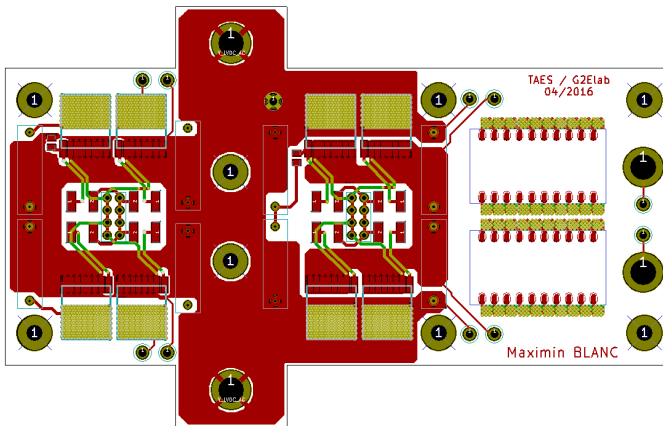


Fig.14 Routage d'un bras de pont LVDC (gauche)

Les objectifs de convertisseur très intégré pour l'avion plus électrique sont de $200 \times 140 \times 80 \text{ mm}^3$ pour une masse de 1,9kg. Nous avons estimé un premier prototype de 2,1kg et $210 \times 180 \times 80 \text{ mm}^3$. La figure 16 montre une perspective 3D du prototype en puissance. Il reste encore des marges de manœuvre dans des espaces vide pour tenir les objectifs mais ce convertisseur permettra de démontrer la faisabilité industrielle d'un tel système.

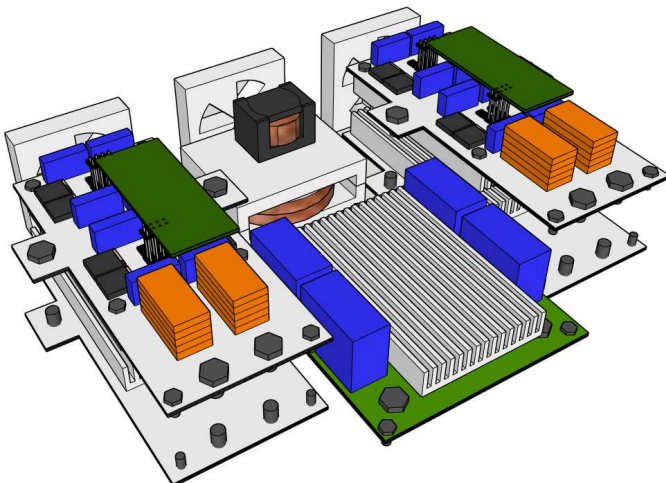


Fig.15 Dual Active Bridge, $210 \times 180 \times 80 \text{ mm}^3$

7. CONCLUSIONS

Cet article présente les lois de commande d'un convertisseur Dual Active Bridge minimisant les courant RMS et assurant des commutations en ZVS pour tous les points de fonctionnement. Une méthode originale de dimensionnement des filtres capacitifs, à partir des formes d'onde en courant, est proposée avec une validation par simulation. Une étude des pertes des semi-conducteurs est menée afin d'aller jusqu'à la caractérisation des refroidisseurs en prenant en compte toute la chaîne thermique de la puce jusqu'à l'environnement ambiant. Enfin une validation expérimentale est faite sur un prototype basse puissance en parallèle de laquelle des travaux proposent une spécification de DAB de 3,75kW. Un soin tout particulier est apporté au routage et à l'architecture 3D pour atteindre une haute densité de puissance.

Le travail actuel s'articule autour de la conception fine du démonstrateur forte puissance ainsi que la modélisation du convertisseur pour permettre son contrôle en boucle fermé.

8. CONTEXTE INDUSTRIEL

Ces travaux entrent dans le cadre d'une convention CIFRE avec la société THALES AES et s'effectuent en collaboration avec le laboratoire L2EP via une thèse sur les composants magnétiques. La société SIREPE co-encadre les travaux réalisés au laboratoire G2Elab.

9. REFERENCES

- [1] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, and H. Piquet, "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord," *J3eA*, vol. 4, no. HORS SÉRIE 1, 2005.
- [2] F. Krismer, J. Biela, and J. W. Kolar, "A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2005, vol. 1, pp. 599–606.
- [3] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DCDC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, août 2014.
- [4] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *Ind. Appl. IEEE Trans. On*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [5] N. Schibli, "Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding," thèse, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2000.
- [6] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 174–188, Jan. 2012.
- [7] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 507–517, Dec. 2008.
- [8] Y. Wang, S. W. H. de Haan, and J. A. Ferreira, "Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, pp. 1397–1401.
- [9] F. Krismer, "Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies," Diss., Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 19177, 2010, 2010.
- [10] J. Brandelero, B. Cougo, T. Meynard, N. Videau, O. Goulard, X. Bonnin, and H. Schneider, "Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap," juillet 2014.
- [11] CREE, "MOSFET C2M0025120D".
- [12] Infineon, "MOSFET IPT015N10N5".
- [13] W. Lu and G. Chunying, "Detailed design of high-frequency planar power transformer," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on*, 2011, pp. 1610–1614.